

Biquad filter

Patent number: DE4433594

Publication date: 1995-04-06

Inventor: WANG CHORNG-KUANG (CN); HUANG CHEN-YI (CN);
HUANG PO-CHIUN (CN); WANG YUH-DIAHN (CN)

Applicant: IND TECH RES INST (TW)

Classification:

- International: H03H11/12; H03F3/45

- european: H03H11/12C, H03F3/45S1A2A

Application number: DE19944433594 19940921

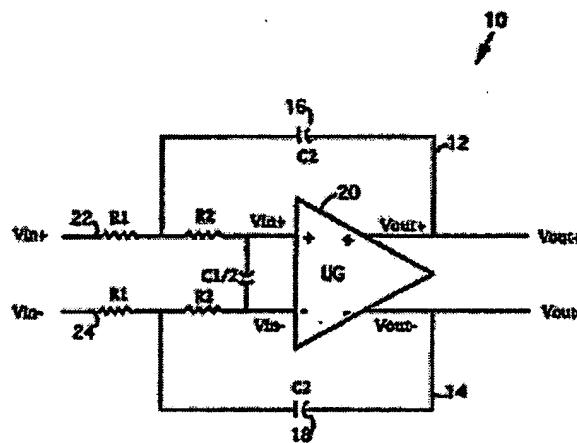
Priority number(s): US19930130631 19931001

Also published as:

US5418492 (A1)

Abstract of DE4433594

The present invention relates to a fully differential BJT biquad filter (10) which is not based on an operational amplifier. The biquad filter comprises a unity gain follow amplifier (20) which is supplied with positive and negative differential input signals and outputs positive and negative differential output signals. The biquad filter also comprises a first positive feedback line (12) which connects the positive output signal to the positive input signal and a second positive feedback line (14) which connects the negative output signal to the negative input signal. Both feedback lines (12, 14) in each case have a series-connected capacitor (16, 18).



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

⑯ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

Patentschrift
⑯ DE 44 33 594 C 2

⑯ Int. Cl. 6:
H 03 H 11/12
H 03 F 3/45
H 03 F 1/34
H 03 F 1/44

⑯ Aktenzeichen: P 44 33 594.6-31
⑯ Anmeldetag: 21. 9. 94
⑯ Offenlegungstag: 6. 4. 95
⑯ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 18. 2. 99

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑯ Unionspriorität:
130631 01. 10. 93 US

⑯ Patentinhaber:
Industrial Technology Research Institute, Chung
Tung, Hsin Chu Hsien, TW

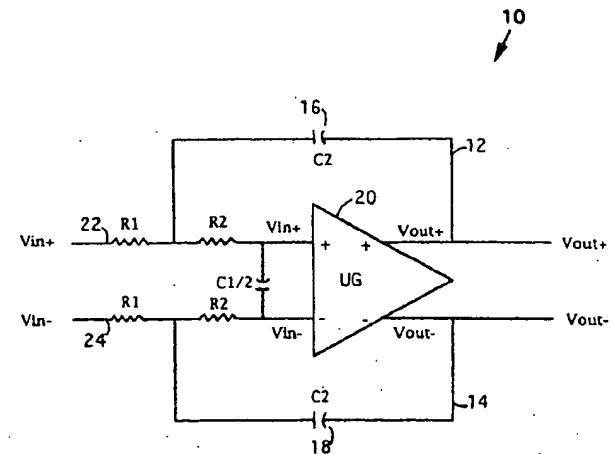
⑯ Vertreter:
Fuchs, Mehler, Weiß, 65189 Wiesbaden

⑯ Erfinder:
Huang, Po-Chiun, Taipei, Taiwan, CN; Huang,
Chen-Yi, Changhua, Taiwan, CN; Wang, Yuh-Diann,
Hsinchu, Taiwan, CN; Wang, Chorng-Kuang, Taipei,
Taiwan, CN

⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:
US 48 90 067
EP 421 530 A1
CHUNG-YU, Wu et.al: Design Techniques for
High-Frequency CMOS Switched-Capacitor Filters
Using Non-Op-Amp-Based Unity-Gain Amplifiers.
In: IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 26,
No. 10, Oktober 1991, S. 1460-1466;

⑯ Biquad-Filter

⑯ Vollständig differentiell arbeitendes Filter mit biquadratischer Übertragungsfunktion, bestehend aus einem Verstärker mit der Verstärkung 1, dem an zwei Eingängen positive und negative differentielle Eingangssignale zugeführt werden und der an zwei Ausgängen positive und negative differentielle Ausgangssignale ausgibt, wobei erste und zweite Rückführleitungen die Ausgänge auf die Eingänge zurückführen, dadurch gekennzeichnet, daß der Verstärker ein Volldifferential-Folgeverstärker (20, 200) ist, der mit bipolaren Junction-Transistoren (BJT) aufgebaut ist und umfaßt:
eine Eingangsspannung-Verschiebestufe (30) zur Aufnahme und zur Verschiebung bei Eingangs-Verschiebestufe in positive und negative Ausgangsströme;
eine Kaskodenstufe (50) zur Aufnahme und Verarbeitung der positiven und negativen Ausgangsströme in Abhängigkeit von der Bandbreite dieser Ausgangsströme, um positive und negative Kaskoden-Ausgangsströme zu erzeugen;
eine Laststufe (60) zur Aufnahme der Kaskoden-Ausgangsströme, um positive und negative Lastspannungen zu erzeugen;
eine Ausgangsspannungs-Verschiebestufe (70) zur Aufnahme und Verschiebung der Lastspannungen, um positive und negative verschobene Ausgangsspannungen zu erzeugen
eine Ausgangs-Pufferstufe (80) zur Aufnahme der verschobenen Ausgangsspannungen von der Ausgangsspannungs-Verschiebestufe und zur Erzeugung positiver und negativer Ausgangsspannungen, um einen Ausgang mit niedriger Impedanz des Filters vorzugeben.



DE 44 33 594 C 2

DE 44 33 594 C 2

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Filter mit biquadratischer Übertragungsfunktion nach dem Gattungsbegriff des Patentanspruchs 1.

Aufgrund der jüngsten Fortschritte, die in der Technologie der optischen integrierten Schaltkreise (OIC's) gemacht wurden und der optischen Dialogsystem-Entwürfe stellen Breitband-Dialogsysteme wie Datenschnittstellen mit verteilten Fasern (FDDI) und synchrone optische Netzwerke (SONET) größere Anforderungen an den Entwurf der Filterschaltkreise, um hohe Bandbreitenanforderungen in diesen Systemen zu erzielen, insbesondere bei Filtern, die am Eingang analoger Anwendungen verwendet werden. Da diese Arten von Dialogsystemen Datenübertragungsraten besitzen, die von 100 Mbit/s bis 200 Mbit/s reichen oder sogar noch höher liegen, müssen die für den analogen Eingang verwendeten Filter ebenfalls einen Betrieb mit hoher Verarbeitungsgeschwindigkeit aufweisen. Daher umfassen die Entwurfsspezifikationen für diese Filter im allgemeinen Leistungsanforderungen wie beispielsweise eine hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit, einen niedrigen Spannungsverbrauch, einen breiten dynamischen Bereich, ein hohes Rauschunterdrückungsverhältnis und ein größeres Maß an Integration und Packungsdichte.

Die meisten der herkömmlichen Filtertypen sind nicht länger in der Lage, diese Anforderungen zu erfüllen. Ein übliches im Stand der Technik verwendetes Filter ist ein passiver Filtertyp, welcher im allgemeinen Schaltkreiselementen aus Widerständen, Kondensatoren und Spulen, d. h. R-L-C-Filter aufweist. Diese Art von Filter ist nicht länger geeignet für die meisten modernen elektronischen Anwendungsfälle aufgrund der Nachteile, daß diese Schaltkreise ein größeres Volumen besitzen und daß die induktiven Schaltkreise nicht für den Entwurf und die Herstellung auf integrierten Schaltkreisen mit einem hohen Maß an Integration geeignet sind.

Eine andere Art von Filter, die üblicherweise im Stand der Technik verwendet wird, ist ein aktives Filter, basierend auf einem Operationsverstärker. Diese Art von Filter kann in vielen unterschiedlichen Formen strukturiert sein, um Entwurfsfaktoren wie beispielsweise eine negative oder positive Rückführung, mit einfacherem Eingang oder mit einem vollständigen Differentialeingang zu verwirklichen. Die Strukturen dieser Filterarten werden geändert, um verschiedenen Zwecken zu dienen, wie beispielsweise einer Anwendung des Filters als Folgeverstärker mit der Verstärkung 1, einer Erhöhung des Rauschunterdrückungsverhältnisses oder einer Absenkung des Spannungsverbrauchs. Diese Art von Filtern ist jedoch nicht geeignet für die Breitband-Dial-
loganwendung aufgrund der Beschränkung der Verarbeitungsgeschwindigkeit der auf Operationsverstärkern basierenden Filter.

Ein spezielles Filter im Stand der Technik, das auf einem Operationsverstärker basiert und vollständig differentiell arbeitet, ist ein Filter, das allgemein als Allen-Key-Filter bekannt ist und das verwendet wird, um eine Verstärkung von 1 zu erzielen. Jedoch werden diese Arten von Filter nicht verwirklicht aufgrund der schwachen Rauschunterdrückung und somit des geringen dynamischen Bereichs.

Die US-PS-5,117,199 offenbart einen vollständig differentiell arbeitenden Verstärker mit einer Verstärkung von 1. Der Verstärker umfaßt eine differentielle Eingangsstufe mit zwei Paaren von Differentialeingängen. Ein Paar erhält das Eingangssignal zugeführt. Das andere Paar ist intern angeschlossen, um eine differentielle Rückführung von der Ausgangsstufe zugeführt zu erhalten. Diese zwei Paare von differentiellen Eingängen werden mit einem üblichen Rückführungssignal kombiniert und in einer Kaskode zu dem

Ausgang gegeben. Der Verstärker beinhaltet eine automatische interne Rauschunterdrückung aufgrund seiner differentiellen Rückführung. Der Aufbau der Schaltkreise durch die Verwendung der CMOS- oder BiCMOS-Technologie wird dort offenbart und kann für höhere Betriebsfrequenzen bis zu 10 MHz verwendet werden. Aufgrund der allgemeinen Charakteristiken des auf einem Operationsverstärker beruhenden Filters mit der Verstärkung von 1 besitzt die in dem erwähnten US-Patent offenbart Technik eine geringere Ansprechfrequenz. Daher ist die erzielbare Bandbreite nicht ausreichend für die Anwendung bei Filtern, die in einem höheren Frequenzbereich betrieben werden, was nunmehr in Anwendungsfällen der modernen Datenverarbeitung, der Übertragung und des Dialogs erforderlich ist.

Ein nicht auf einem Operationsverstärker basierendes aktives Filter, von dem die vorliegende Erfindung ausgeht, ist durch Chung-Yu Wu et al. offenbart ("Design Techniques for High-Frequency CMOS Switched Capacitor Filters Using Non-Op-Amp-Based Unity-Gain Amplifiers, IEEE Journal of Solid State Circuits, Band 26, Nr. 10, Oktober 1991). Ein nicht auf einem Operationsverstärker basierender Verstärker mit einer Verstärkung von 1, der vollständig differentiell arbeitet, ist dort offenbart. Das offenbare Filter besitzt eine normale Verstärkung von 1, besitzt aber eine größere Bandbreite, ein besseres Einstellverhalten, eine kleine Chipfläche und weniger Transistoren und kann somit verwendet werden, um Puffer (UCB's) mit einer Verstärkung von 1 zu ersetzen, welche die Verstärker sind, die in Filtern mit geschalteten Kondensatoren (SC) mit Operationsverstärkern hoher Verstärkung und einer Rückführung verwendet werden. Da ferner der Fehler, der durch nicht-lineare parasitäre Kapazitäten und Prozeßvariationen hervorgerufen wird, durch Einstellung der Verstärkung des Filters kompensiert werden kann, kann dieses Filter in Filtern mit geschalteter Kapazität (SCF's) verwendet werden, die in einem relativ hohen Frequenzbereich mit geringeren parasitären Fehlern betrieben werden.

Das zuvor erwähnte Filter besitzt jedoch die Beschränkung, daß die Präzision des Filters durch eine Fehlanpassung zwischen den CMOS-Elementen beeinflußt wird. Zusätzlich ist die Verarbeitungsgeschwindigkeit des Filters noch durch die parasitäre Kapazität begrenzt, wenn eine CMOS-Technologie angewendet wird. Die parasitäre Kapazität, die allgemein zwischen der Quelle und dem Steuergitter eines CMOS-Transistors auftritt, ist typischerweise in der Größenordnung von wenigen Picofarad. Aufgrund dieser parasitären Kapazität kann das Filter keinen Frequenzpegel im Bereich von über 100 MHz erreichen.

Aus der US A-48 90 067 ist ein Verstärker bekannt, der aus bipolaren Junction-Transistoren aufgebaut ist, und eine Wandler-, Kaskoden- und Laststufe aufweist. Schließlich offenbart die EP-A 421 530 einen abgeglichenen Filterschaltkreis mit einem beschalteten Verstärker, wobei die Art des verwendeten Verstärkers jedoch nicht spezifiziert ist.

Die durch den Stand der Technik angebotenen Techniken sind noch beschränkt durch verschiedene Schwierigkeiten einschließlich der Begrenzungen der Bandbreite und der Element-Fehlanpassungen. Um ferner eine höhere Bandbreite im Betrieb zu erzielen, werden oftmals externe Elemente verwendet, welche Schwierigkeiten aufgrund ihrer Nicht-Integrierbarkeit und einer Größenbegrenzung bei der Verwirklichung in einem integrierten Schaltkreis (IC) hervorrufen. Diese Schwierigkeiten haben nachteilige Effekte bei der Systemleistung, dem Spannungsmanagement, den Kosten und der Zuverlässigkeit hervorgerufen.

Daher besteht noch ein Erfordernis in der Technik nach Filtern, die nicht auf einem Operationsverstärker beruhen und nach ihrer Anwendung in Breitband-Dialogsystemen,

bei denen ein vollständig differentielles Filter gefordert wird, das für eine Anwendung mit hoher Bandbreite geeignet ist und das eine verbesserte Spannungsversorgung, eine verbesserte Rauschunterdrückung und einen verbesserten dynamischen Bereich aufweist.

Es ist daher die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein gattungsgemäßes Filter so auszustalten, daß es eine verbesserte Bandbreite, eine verbesserte Rauschunterdrückung und einen verbesserten dynamischen Bereich aufweist.

Die Lösung dieser Aufgaben gelingt durch die kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruches 1. Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen des erfundungsgemäßes Filters sind den abhängigen Ansprüchen entnehmbar.

Kurz umrissen umfaßt in einem bevorzugten Ausführungsbeispiel die vorliegende Erfindung ein vollständig differentiell arbeitendes nicht auf einem Operationsverstärker beruhendes Filter aus bipolaren Junction Transistoren (BJT) mit bioquadratischer Übertragungsfunktion. Das Filter umfaßt einen Folgeverstärker mit einer Verstärkung von 1, der positive und negative differentielle Eingangssignale aufnimmt, um positive und negative differentielle Ausgangssignale zu erzeugen. Das Filter umfaßt ferner eine erste positive Rückführungsleitung, die das positive Ausgangssignal mit dem positiven Eingangssignal verbindet und eine zweite positive Rückführungsleitung, die das negative Ausgangssignal mit dem negativen Eingangssignal verbindet. Die erste positive Rückführungsleitung umfaßt einen ersten Kondensator, der zu ihr in Reihe geschaltet ist und die zweite positive Rückführungsleitung umfaßt einen zweiten Kondensator, der zu ihr in Reihe geschaltet ist, wobei die ersten und die zweiten Kondensatoren im wesentlichen die gleiche Kapazität aufweisen. Der Folgeverstärker umfaßt ferner mehrere bipolare NPN-Elemente und Widerstände, die zwischen einer gemeinsamen höheren Gleichspannung und einer gemeinsamen niedrigere Gleichspannung über eine Konstant-Gleichstromquelle I_{DC} geschaltet sind. Der Folgeverstärker ist ein vollständiger differentiell arbeitender Folgeverstärker, der ferner eine Eingangsspannung-Verschiebestufe zur Aufnahme und Verschiebung des Spannungspegels der positiven und negativen Eingangssignale umfaßt. Der Einheitsgewinn-Folgeverstärker umfaßt ferner eine Wandlerstufe für die Umwandlung der verschobenen Spannungen der Eingangsspannungs-Verschiebestufe in positive und negative Stromausgänge. Der Folgeverstärker umfaßt ferner eine Kaskodenstufe für die Aufnahme und Verarbeitung der positiven und negativen Stromausgänge entsprechend der Bandbreite der Stromausgänge, um einen positiven und negativen Kaskoden-Stromausgang zu erzeugen. Der Folgeverstärker umfaßt ferner eine Laststufe für die Aufnahme der Kaskoden-Stromausgänge, um positive und negative Lastspannungen zu erzeugen. Der Folgeverstärker umfaßt ferner eine Ausgangsspannungs-Verschiebestufe zur Aufnahme und zur Verschiebung der Lastspannungen, um verschobene positive und negative Ausgangsspannungen zu erzeugen. Der Folgeverstärker umfaßt ferner eine Ausgangs-Pufferstufe für die Aufnahme der verschobenen Ausgangsspannungen der Ausgangsspannungs-Verschiebestufe und zur Erzeugung von positiven und negativen Ausgangsspannungen um eine niedrige Ausgangsimpedanz.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung liegt darin, daß sie ein Filter vorgibt, bei dem die Verstärkung durch das Verhältnis eines Last- und eines Degenerations-Widerstandes erzeugt wird, das sehr genau in der Nähe des Wertes von 1 eingestellt werden kann.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung liegt darin, daß sie ein Filter vorgibt, bei dem Stufen mit gemeinsamem Emitter und gemeinsamer Basis verwendet werden, um die parasitäre Miller-Kapazität zu eliminieren.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung liegt darin, daß sie ein Filter vorgibt, bei dem die Pole der Schaltkreise, welche die Geschwindigkeit des Filters begrenzen, auf eine sehr hohe Frequenz eingestellt sind, die geeignet ist für die Anwendung in einem Dialognetzwerk mit hoher Bandbreite.

Diese und andere Ziele und Vorteile der vorliegenden Erfindung gehen zweifellos dem Fachmann klar hervor, nachdem er die folgende detaillierte Beschreibung des bevorzugten Ausführungsbeispiels gelesen hat, das in den verschiedenen Zeichnungsfiguren veranschaulicht ist. Es zeigen:

Fig. 1 ein schematisches Diagramm zur Veranschaulichung der Schaltkreisarchitektur eines vollständig differentiell arbeitenden, nicht auf einem Operationsverstärker beruhenden Filters mit positiver Rückführung gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 2 ein funktionelles Blockdiagramm dieses Filters gemäß der vorliegenden Erfindung; und

Fig. 3 ein Schaltungsdiagramm eines Filters gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 1 zeigt ein voll differentiell arbeitendes, nicht auf einem Operationsverstärker basierendes Filter 10 mit positiver Rückführung, das in dieser Patentanmeldung als Biquad-Filter 10 bezeichnet wird, wobei Fig. 1 die Schaltkreisarchitektur der vorliegenden Erfindung veranschaulicht. Das vollständig differentiell arbeitende Biquad-Filter 10 mit positiver Rückführung umfaßt allgemein einen Folgeverstärker 20 mit einer Verstärkung von 1 und mit einem Paar differentieller Eingänge, d. h. V_{in+} und V_{in-} und einem Paar differentieller Ausgänge, d. h. V_{out+} und V_{out-} . Die positive Rückführung im Differentialmodus wird von V_{out+} zu V_{in+} und von V_{out-} zu V_{in-} über eine Rückführungsleitung 12 und 14 entsprechend vorgegeben, wobei jede Rückführungsleitung einen in Reihe geschalteten Kondensator 16 und 18 mit im wesentlichen gleicher Kapazität aufweist. Jedes Eingangsleitungspaar, d. h. die Eingangsleitungen 22 und 24 weisen ferner ein Widerstandspaar, d. h. R_1 vor dem Verbindungspunkt mit den Rückführungsleitungen 12 und 14 und ein weiteres Paar von Widerständen, d. h. R_2 nach den Verbindungspunkten der Rückführungsleitungen 12 und 14 mit den Eingangsleitungen 22 und 24 auf. Ein Kondensator C_{12} , zwischen den Eingangsleitungen 22 und 24 repräsentiert die parasitäre Kapazität am Eingangsende des Folgeverstärkers 20. Diese Schaltkreisarchitektur für das voll differentiell arbeitende Biquad-Filter 10 mit positiver Rückführung, wie es in der vorliegenden Erfindung offenbart wird, gibt eine hohe Eingangsimpedanz und eine niedrige Ausgangsimpedanz des Biquad-Filters vor. Es besitzt den Vorteil der Anwendung einer hohen Frequenz mit weniger Chipfläche, da es keine externen Komponenten erfordert, und das Filter kann in einem Breitband-Dialognetzwerk verwendet werden, da die Pole des Schaltkreises in dem Folgeverstärker 20 auf eine sehr hohe Frequenz eingestellt sind.

Ein einzigartiges Merkmal dieser Erfindung ist seine Verwirklichung in einer volldifferentiellen Architektur, die nicht auf einem Operationsverstärker basiert, wie dies für das Biquad-Filter 10 auf einem Filter vom Sallen-Key-Typ gezeigt ist. Eine Beschreibung des Arbeitsprinzips eines Sallen-Key-Filters wird in Kapitel 6 von "Analogy Filter Design" durch M. E. Van Valkenburg gegeben und der Inhalt dieses Kapitels ist hier durch Bezugnahme eingeschlossen. Durch die Verwendung der volldifferentiellen Architektur, die nicht auf einem Operationsverstärker basiert, wird die Hauptschwierigkeit eines herkömmlichen Sallen-Key-Filters, d. h. ein schlechter dynamischer Bereich, hervorgerufen durch die schlechte Leistung im Rauschunterdrückungs-

bereich, eliminiert.

Fig. 2 zeigt ein Schaltungsdiagramm des volldifferentiellen Biquad-Filters 10 mit positiver Rückführung und mit bipolaren Junction Transistoren (BJT), wobei der Entwurf die Bipolartechnik benutzt, um eine hohe Geschwindigkeit zu erzielen. Der gesamte Schaltkreis verwendet bipolare NPN-Elemente und kann vollständig auf einem einzigen Chip integriert und hergestellt werden oder als Teil von anderen IC's enthalten oder integriert sein. Ein Element 202 ist mit einem Kollektor an V_{DD} angeschlossen, mit einer Basis an den negativen Eingang V_{in-} angeschlossen und mit einem Emitter an die Basis eines Elements 216 angeschlossen und mit V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} verbunden. Ein Element 204 ist mit einem Kollektor an V_{DD} angeschlossen, mit einer Basis an den positiven Eingang V_{in+} angeschlossen und mit einem Emitter mit der Basis eines Elements 210 verbunden und an V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} verbunden. Ein Element 208 besitzt einen Kollektor, der an V_{DD} über einen Widerstand 206 angeschlossen ist. Das Element 208 besitzt eine Basis, die mit der Basis eines Elements 214 verbunden ist und das mit einem Emitter an den Kollektor eines Elements 210 angeschlossen ist. Das Element 210 besitzt einen Kollektor und eine Basis, die wie zuvor beschrieben, angeschlossen sind und einen Emitter, der mit V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} verbunden ist und mit dem Emitter eines Elements 216 über einen Widerstand 218 verbunden ist. Das Element 214 besitzt einen Kollektor, der über einen Widerstand 212 mit V_{DD} und mit der Basis eines Elements 224 verbunden ist. Das Element 214 besitzt eine Basis, die wie zuvor beschrieben angeschlossen ist. Das Element 214 besitzt einen Emitter, der mit dem Kollektor eines Elements 216 verbunden ist. Das Element 216 besitzt einen Kollektor und eine Basis, die wie zuvor beschrieben angeschlossen sind und einen Emitter, der mit V_{SS} und mit dem Emitter des Elements 210 über den Widerstand 218 wie zuvor beschrieben verbunden ist.

Die Verbindung zwischen den Elementen 210, 216 und dem Widerstand 218 kann alternativ so konfiguriert werden, daß der Emitter des Elements 210 mit einem Widerstand 218-1 (nicht dargestellt) mit einem Wert von R_E verbunden ist und daß der Emitter des Elements 216 ebenfalls mit einem Widerstand 218-2 (nicht dargestellt) mit einem Wert von R_E verbunden ist, wobei sodann die Widerstände 218-1 und 218-2 zusammengeschlossen sind, um mit V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} verbunden zu werden. Da diese Art von alternativer Konfiguration einem Fachmann für Schaltungsentwürfe bekannt ist, wenn erst einmal das in Fig. 2 gezeigte bevorzugte Ausführungsbeispiel offenbart ist, sei diese alternative Verbindung nicht weiter in einer anderen Zeichnung für eine detaillierte Erläuterung beschrieben.

Das Element 220 ist mit einem Kollektor an V_{DD} angeschlossen und mit einer Basis wie zuvor beschrieben angeschlossen. Das Element 220 ist mit einem Emitter an V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} und an die Basis eines Elements 222 angeschlossen. Das Element 222 ist mit einem Kollektor an V_{DD} angeschlossen und mit einer Basis wie zuvor beschrieben angeschlossen. Das Element 222 ist mit einem Emitter an V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} und an eine negative Ausgangsleitung V_{out-} angeschlossen. Das Element 224 ist mit einem Kollektor an V_{DD} angeschlossen und mit einer Basis wie zuvor beschrieben angeschlossen. Das Element 224 ist mit einem Emitter an die Basis eines Elements 226 und an V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} angeschlossen. Das Element 226 ist mit einem Kollektor an V_{DD} angeschlossen und mit einer Basis wie zuvor beschrieben angeschlossen. Das Element 226 ist mit einem Emitter an V_{SS} über eine Stromquelle I_{dc} angeschlossen und mit der positiven Ausgangsleitung V_{out+} verbunden.

In Betrieb bilden die Schaltkreiselemente 202 bis 226 einen Folgeverstärker 20, wie er in Fig. 1 veranschaulicht ist. Dies ist ein voll differentieller Folgeverstärker mit hoher Eingangsimpedanz und geringer Ausgangsimpedanz. Die Kombination des Elements 204, des Elements 210 und des Widerstandes 218 erzeugt eine hohe Eingangsimpedanz mit einem Wert von $\beta x \beta x R_E$, wobei β die Impedanz der Elemente 204 und 210 ist und $2R_E$ der Widerstandswert des Widerstandes 218 ist. Die Elemente 202, 216 und der Widerstand 218 bilden eine voll differentielle Schaltkreiskombination mit den Elementen, die durch die Elemente 203, 210 und den Widerstand 218 vorgegeben sind. Unterdessen bilden die Elemente 210 und 216 ein an die Emitter der Elemente 208 und 214 angekoppeltes Paar, die so kombiniert sind, daß sie eine Kaskode bzw. eine Stufe mit gemeinsamem Emitter und gemeinsamer Basis bilden, um den Zweck der Eliminierung der parasitären Miller-Kapazität und das Anwachsen der erreichbaren Bandbreite des Biquad-Filters 10 zu erzielen. Die Verstärkung von 1, die durch die Kombination der Schaltkreiselemente 206, 212 und des Widerstandes 218 in dem Folgeverstärker-Schaltkreis erzeugt wird, wird erreicht, indem der Widerstandswert $R_E = R_L$ gemacht wird. Die Elemente 220 und 222 sind Emitterfolger, die verwendet werden können, um die Ausgangsspannung an den gewünschten Wert anzupassen und somit eine geringe Ausgangsimpedanz mit einem Wert von R_E/β^2 zu erzeugen. Die Elemente 224 und 226 bilden eine Differentialkombination für die Elemente 220 und 222, wodurch der Folgeverstärker zu einem voll differentiellen Folgeverstärker 200 gemacht wird.

Fig. 3 zeigt ein Blockdiagramm der internen Struktur des voll differentiellen Folgeverstärkers 20 mit positiver Rückführung. Das Paar differentieller Eingänge, d. h. V_{in+} und V_{in-} wird zunächst an einen Pegelverschiebeschaltkreis 30 angeschlossen, der die Elemente 202 und 204 umfaßt, um den Spannungspegel zu verschieben und die Arbeitsspannung an eine nächste Stufe anzupassen. Die Pegelverschiebung wird verwirklicht durch den Spannungsabfall zwischen der Basis und dem Emitter der Elemente 202 und 204. Die verschobenen Spannungsausgänge, d. h. V_{1+} und V_{1-} werden sodann durch eine Wandlerstufe 40 verarbeitet, welche die Elemente 210 und 216 umfaßt und die verschobenen Spannungen V_{1+} und V_{1-} in zwei entsprechende Ausgangsströme, d. h. I_{1+} und I_{1-} entsprechend umwandelt. Die umgewandelten Ströme I_{1+} und I_{1-} werden sodann von einer Kaskodenstufe 50 empfangen, die die Elemente 208 und 214 umfaßt, um die Bandbreite des Signales zu erhöhen. Die Ausgangsströme I_{2+} und I_{2-} der Kaskodenstufe 50 werden sodann an eine Laststufe 60 angekoppelt, die ein Paar von Lastelementen, d. h. die Elemente 206 und 212 umfaßt, um zwei Lastspannungen V_{2+} und V_{2-} zu erzeugen, wobei die Signalverstärkung durch die Schaltungscharakteristik des Elementes 218 festgelegt ist. Die Lastspannungen V_{2+} und V_{2-} werden weiter durch eine weitere Pegelverschiebestufe, d. h. durch die Ausgangs-Verschiebestufe 70 verschoben, welche die Elemente 220 und 224 umfaßt, um die Spannung fein abzustimmen und sie an die nächste Stufe von Schaltkreisen (nicht dargestellt) anzupassen. Die verschobenen Ausgangsspannungen V_{3+} und V_{3-} der Ausgangs-Verschiebestufe 70 werden ferner durch einen Ausgangspuffer 80 mit niedriger Impedanz übertragen, der die Elemente 222 und 226 umfaßt und zusammen mit der Ausgangs-Pegelverschiebestufe 70 die Ausgangsspannung V_{out+} und V_{out-} erzeugt und einen Ausgang mit geringer Impedanz für das Biquad-Filter 10 vorgibt.

Gemäß den Fig. 2 und 3 umfaßt die Wandlerstufe 40 ein Paar von NPN-Elementen 210 und 216 mit gemeinsamem Emitter, die ein Emitter-Kopplungspaar für die Kaskoden-

stufe 50 vorgeben, welche NPN-Elemente 208 und 214 mit einer gemeinsamen Basis umfaßt. Die Wandlerstufe 40 umfaßt einen Emitterwiderstand 218 mit einem Widerstandswert von 2RE, der die gemeinsamen Emittoren der NPN-Elemente 210 und 216 miteinander verbindet. Die Laststufe 60 umfaßt ferner ein Paar von Widerständen 212 und 206 mit jeweils einem Widerstandswert von RL, die jeweils zwischen der höheren gemeinsamen Spannung und dem Kollektor der NPN-Elemente 208 und 214 mit gemeinsamer Basis der Kaskodenstufe 50 angeordnet sind. Der Widerstand RE weist im wesentlichen den gleichen Wert wie der Widerstand RL auf, wobei die Verstärkung des Folgeverstärkers im wesentlichen einen Wert von 1 aufweist. Die Eingangsspannung-Verschiebestufe 30 umfaßt ein Paar von NPN-Elementen 202 und 204 mit gemeinsamem Kollektor und gemeinsamem Emitter, wobei der gemeinsame Kollektor an die höhere gemeinsame Spannung und der gemeinsame Emitter an die niedrigere gemeinsame Spannung angeschlossen ist. Die positiven und negativen differentiellen Eingangssignale werden jeweils an einer Basis der NPN-Elemente 202 und 204 mit gemeinsamem Kollektor und gemeinsamem Emitter empfangen, wobei jede der verschobenen Eingangsspannungen durch den Emitter der NPN-Elemente 202 und 204 erzeugt wird, um in die Basis eines jeden der NPN-Elemente 210 und 216 der Wandlerstufe 40 eingegeben zu werden. Die Ausgangs-Pufferstufe 80 umfaßt ein Paar von NPN-Elementen 222 und 226 mit gemeinsamem Emitter, wobei der gemeinsame Emitter an die niedrigere Gleichspannung angeschlossen ist. Die Ausgangsspannungs-Verschiebestufe 70 umfaßt ein Paar von NPN-Elementen 220 und 224 mit gemeinsamem Kollektor, wobei der gemeinsame Kollektor an die höhere gemeinsame Gleichspannung angeschlossen ist. Jedes Paar der NPN-Elemente 222 und 226 der Ausgangs-Pufferstufe 80 ist ein Emitterfolger zu einem der NPN-Elemente 220 und 224 mit gemeinsamem Kollektor der Ausgangsspannungs-Verschiebestufe 70. Jeder Widerstand des Paares von Widerständen 206 und 212 der Laststufe 60 ist parallel zwischen die höhere gemeinsame Gleichspannung und die Basis eines jeden der NPN-Elemente 220 und 224 mit gemeinsamem Kollektor der Ausgangsspannungs-Verschiebestufe 70 angeschlossen. Jedes positive und negative differentielle Ausgangssignal wird von jedem der Emittoren des Paares von NPN-Elementen 222 und 226 mit gemeinsamem Emitter der Ausgangs-Pufferstufe 80 erzeugt.

Durch Verwendung des Folgeverstärkers 200 in diesem voll differentiellen Filter 10 wird daher eine Vorrichtung geschaffen, die in einer Breitband-Hochfrequenzanwendung enthalten sein kann. Die Schwierigkeiten, die im Stand der Technik angetroffen werden und die Beschränkungen der Bandbreite, ein schlechtes Rausch-Unterdrückungsverhältnis und Fehlanpassungen der Ein- und Ausgänge umfassen können, werden nunmehr durch die vorliegende Erfindung gelöst.

Die Schaltkreistechniken dieses Kaskoden-Filters 10 zur Erzielung eines Breitbandbetriebs besitzen verschiedene Vorteile. Die Verstärkung des Filters kann fein abgestimmt werden durch die Verwendung des Verhältnisses aus Last- und Degenerationswiderstand, d. h. R_L/R_E . Durch Einstellung des Widerstandes R_L und R_E kann eine Verstärkung erzielt werden, die sehr nahe bei 1 liegt. Die parasitären durch den Miller-Effekt hervorgerufene Kapazität wird durch die Verwendung der gemeinsamen Basis eliminiert. Die Pole des Schaltkreises, die die Geschwindigkeit des Filters begrenzen, werden auf sehr hohe Frequenzen eingestellt. Diese Pole können entweder aus der Transistorfrequenz bei der Verstärkung von 1, die bei ungefähr 7 GHz für einen typischen bipolaren Junctiontransistor (BJT) liegt, erzeugt

werden oder sie können aus dem Lastwiderstand erzeugt werden, d. h.

$$F_t = 1/(R_{out}C_{out})$$

wobei F_t der Wert der Frequenz einer der Pole ist, die aus dem Lastwiderstand R_{out} und dem Ausgangskondensator C_{out} erzeugt werden. Erneut kann durch geeignete Auswahl des Ausgangswiderstandes und des Kondensators eine sehr hohe Frequenz für die Frequenz des Poles F_t erzeugt werden. Ein Schaltkreisentwerfer weist somit ein großes Maß an Flexibilität beim Entwurf des Breitband-BJT-Biquad-Filters auf, wobei dieses optimal für Dialogsysteme oder digitale Signalverarbeitungssysteme angepaßt werden kann, in denen das Filter verwendet wird.

Patentansprüche

1. Vollständig differentiell arbeitendes Filter mit binquadratischer Übertragungsfunktion, bestehend aus einem Verstärker mit der Verstärkung 1, dem an zwei Eingängen positive und negative differentielle Eingangssignale zugeführt werden und der an zwei Ausgängen positive und negative differentielle Ausgangssignale ausgibt, wobei erste und zweite Rückführleitungen die Ausgänge auf die Eingänge zurückführen, dadurch gekennzeichnet, daß der Verstärker ein Voll-differential-Folgeverstärker (20, 200) ist, der mit bipolaren Junction-Transistoren (BJT) aufgebaut ist und umfaßt:

eine Eingangsspannung-Verschiebestufe (30) zur Aufnahme und zur Verschiebung bei Eingangs-Verschiebestufe in positive und negative Ausgangsströme;

eine Kaskodenstufe (50) zur Aufnahme und Verarbeitung der positiven und negativen Ausgangsströme in Abhängigkeit von der Bandbreite dieser Ausgangsströme, um positive und negative Kaskoden-Ausgangsströme zu erzeugen;

eine Laststufe (60) zur Aufnahme der Kaskoden-Ausgangsströme, um positive und negative Lastspannungen zu erzeugen;

eine Ausgangsspannungs-Verschiebestufe (70) zur Aufnahme und Verschiebung der Lastspannungen, um positive und negative verschobene Ausgangsspannungen zu erzeugen

eine Ausgangs-Pufferstufe (80) zur Aufnahme der verschobenen Ausgangsspannungen von der Ausgangsspannungs-Verschiebestufe und zur Erzeugung positiver und negativer Ausgangsspannungen, um einen Ausgang mit niedriger Impedanz des Filters vorzugeben.

2. Filter nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die ersten und zweiten Rückführleitungen umfassen:

eine erste positive Rückführleitung (12) und eine zweite positive Rückführleitung (14), wobei die erste positive Rückführleitung einen ersten Kondensator (C2) und einen hierzu in Reihe geschalteten und die zweite positive Rückführleitung einen zweiten Kondensator (C2) und einen hierzu in Reihe geschalteten zweiten Widerstand (R2) aufweist, wobei die ersten und zweiten Kondensatoren und die ersten und zweiten Widerstände im wesentlichen gleiche Werte aufweisen.

3. Filter nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Folgeverstärker mit der Verstärkung 1 in BJT Technik umfaßt:

die Wandlerstufe mit einem Paar von Transistoren (210, 216), deren Emittoren an einen gemeinsamen Emitt

terwiderstand (2RE) angeschlossen sind, welcher sei-
nernscits an eine Gleichstromquelle (IDC) angeschlos-
sen ist und deren Kollektoren an die Emitter eines
zweiten Paars von Transistoren (208, 214) der Kasko-
denstufe angeschlossen sind, wobei die Basen des
zweiten Paars von Transistoren an einer gemeinsamen
Referenzspannung (BIAS) liegen und die Kollektoren
über Lastwiderstände (206, 212; RI.) an eine Gleich-
spannung (V_{DD}) angeschlossen sind;
die Ausgangspufferstufe zur Vorgabe einer niedrigen 10
Ausgangsimpedanz mit mehreren Paaren von Transi-
storen (220, 222; 224, 226), die an die Kollektoren des
zweiten Paars von Transistoren (208, 214) ange-
schlossen sind; und
wobei die Transistoren der Transistorpaare paarweise 15
einander entsprechen und schaltungssymmetrisch an-
geordnet sind, um den Volldifferential-Folgeverstärker
zu bilden.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -

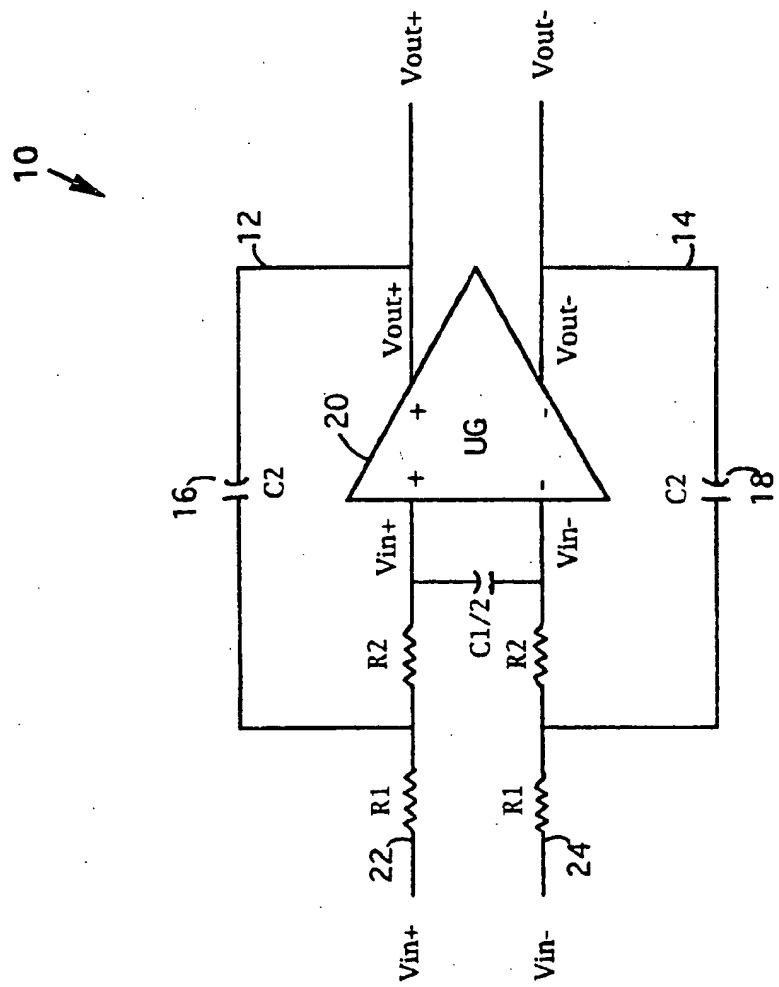
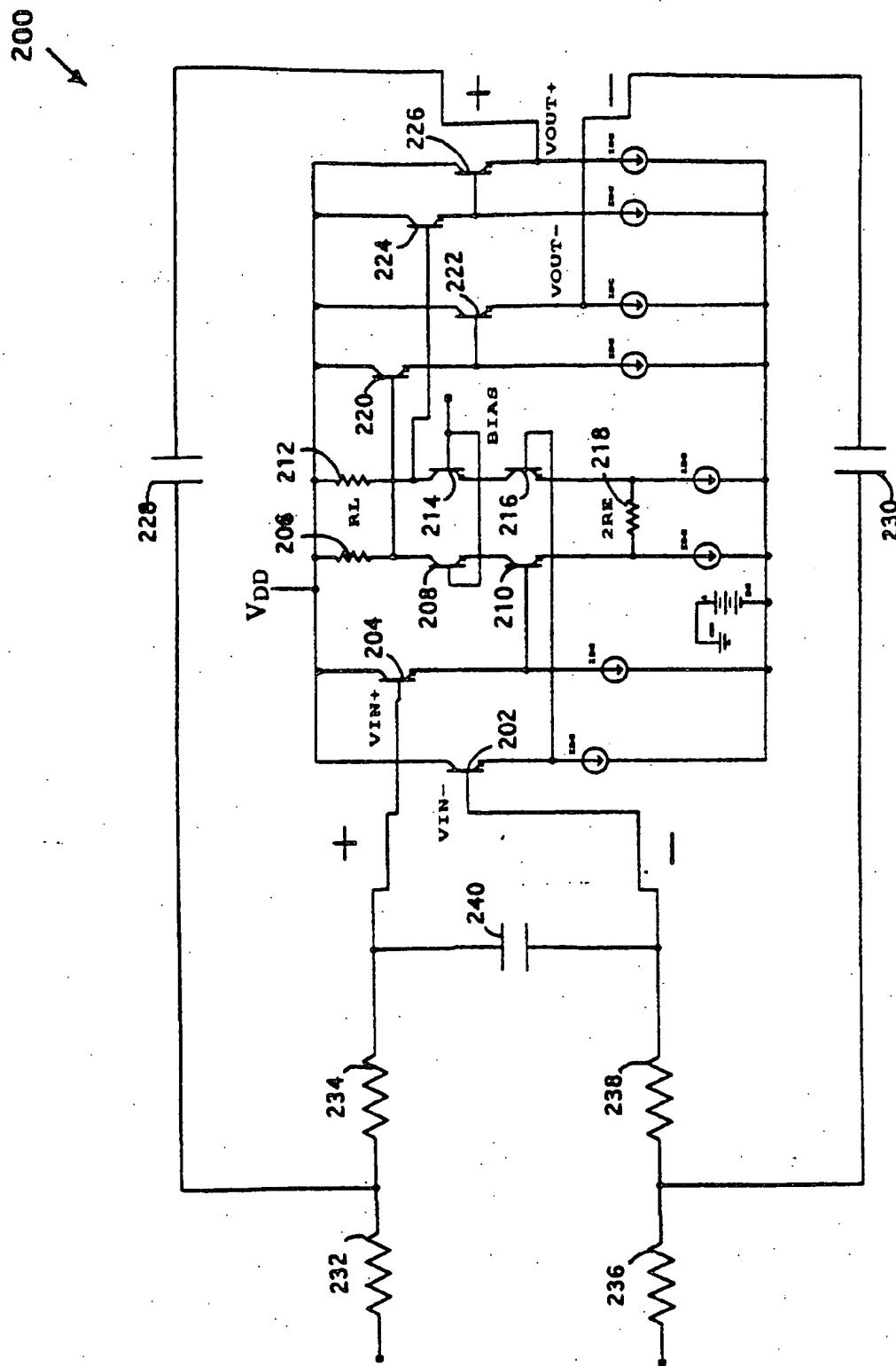


Fig.



2
•
FIG.

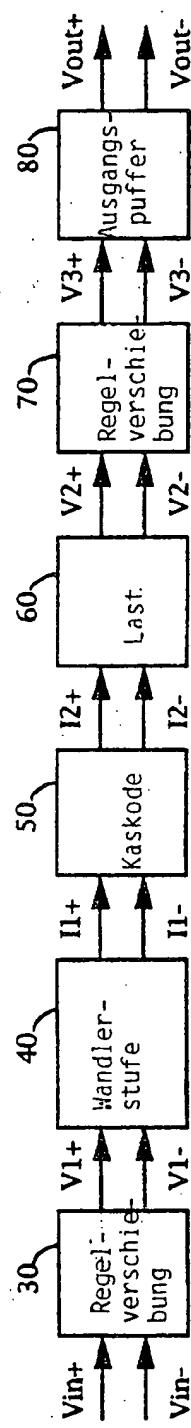


Fig. 3